

Министерство высшего и среднего специального образования СССР

Московское ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени
высшее техническое училище им. Н. Э. Баумана

И. П. БУШМИНСКИЙ, А. П. КУЗИН, В. П. УСАЧОВ

КОНСТРУИРОВАНИЕ МИНИАТЮРНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Методические указания

по курсовому и дипломному проектированию
по курсу «Конструирование и технология СВЧ-устройств»

Данные методические указания издаются в соответствии с учебным планом. Рассмотрены и одобрены кафедрой П-8 3.12.84г., методической комиссией факультета П 19.12.84 г. и учебно-методическим управлением 29.04.85 г.

Рецензенты
 к.т.н. с.н.с. МИЭМ Гвоздев В.М.;
 доц. МИЭМ Рычина Г.А.;
 д.т.н. проф. МВТУ Сыроватченко П.В.

© Московское высшее техническое училище
 имени Н.Э. Баумана

Содержание

Введение.....	3
1. Основные линии передач в ГИС СВЧ и их характеристики....	3
1.1. Микрополосковая линия.....	6
1.2. Щелевая линия.....	9
1.3. Копланарная линия.....	10
1.4. Высокодобротная линия.....	12
2. Автоматизированный расчет АЧХ СВЧ-устройств.....	13
3. Расчет распределенных реактивных элементов ГИС СВЧ.....	15
4. Связанные микрополосковые линии (СМПЛ).....	15
5. Расчет параметров невязимных делителей-сумматоров мощности СВЧ.....	19
5.1. Порядок расчета невязимного делителя.....	20
5.2. Расчет невязимного сумматора.....	21
6. Подложки СВЧ-микросхем.....	23
7. Технологические методы при изготовлении ГИС СВЧ.....	27
7.1. Полосковые проводники.....	27
7.2. Контактные площадки.....	31
8. Разработка топологии микрополосковой платы.....	32
9. Корпуса.....	34
Литература.....	36

Приложение - на вклейке

Редактор Г.Ф. Хлебниная

Корректор Л.И.Малютина

Заказ 1432. Объем 2,25п.л.+ I вкл.(2,25уч.-изд.л.)Тираж 300 экз.

Бесплатно. Подписано к печати 23.09.85 г. План 1985 г., № 41

Типография МВТУ. 107005, Москва, Б-5, 2-я Бауманская, 5

ВВЕДЕНИЕ

Высокая надежность, устойчивость к разнообразным воздействиям, хорошая воспроизводимость параметров, низкая стоимость при серийном и массовом производстве, малые масса и габаритные размеры при требуемых электрических характеристиках, возможность широкой автоматизации процессов конструирования и изготовления, а также некоторые другие факторы определили быстрое развитие и применение гибридных интегральных схем (ГИС) СВЧ. Основные задачи при их разработке: уменьшение габаритов и массы, повышение надежности, уменьшение экономических затрат, улучшение ряда электрических характеристик СВЧ-узлов.

Повышение уровня интеграции базируется на использовании современной технологии интегральных схем, позволяющей получить высокую точность изготовления при очень малых размерах.

Повышение надежности ГИС достигается за счет применения высоконадежных компонентов, уменьшения числа соединений, совершенствования технологии.

При серийном и массовом производстве важной задачей становится уменьшение стоимости выпускаемых ГИС за счет повышения технологичности конструкции, сокращения регулировочных работ и проведения технологической оптимизации параметров элементов ГИС [1].

Для совместного решения указанных задач важными являются выбор математической модели и расчет электрической схемы устройства и его топологии, четкое представление назначения, принципа действия и особенностей каждого элемента схемы, знание особенностей технологического цикла, его возможностей и ограничений. Последнее во многом определяет конструкцию узла, качества выпускаемой продукции. Большое значение имеет выбор типа линии передачи.

1. ОСНОВНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧ В ГИС СВЧ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

К линиям передач, используемым для создания функциональных элементов, предъявляются следующие требования: малые диссипативные потери; передача сигналов с малым уровнем искажений в определенной полосе частот; малые габариты и масса; технологичность. Иногда предъявляются особые требования, например светочувствительность подложки для светоуправляемых аттенуаторов. \

На рис. 1 представлены основные типы линий для создания микрорезонаторных устройств СВЧ. Наиболее приемлемыми для ГИС СВЧ яв-

ляются микрополосковые, щелевые, копланарные линии передач и их комбинации. Токонесущими проводниками в этих линиях служат пленочные проводники, нанесенные на диэлектрическое или полупроводниковое основание.

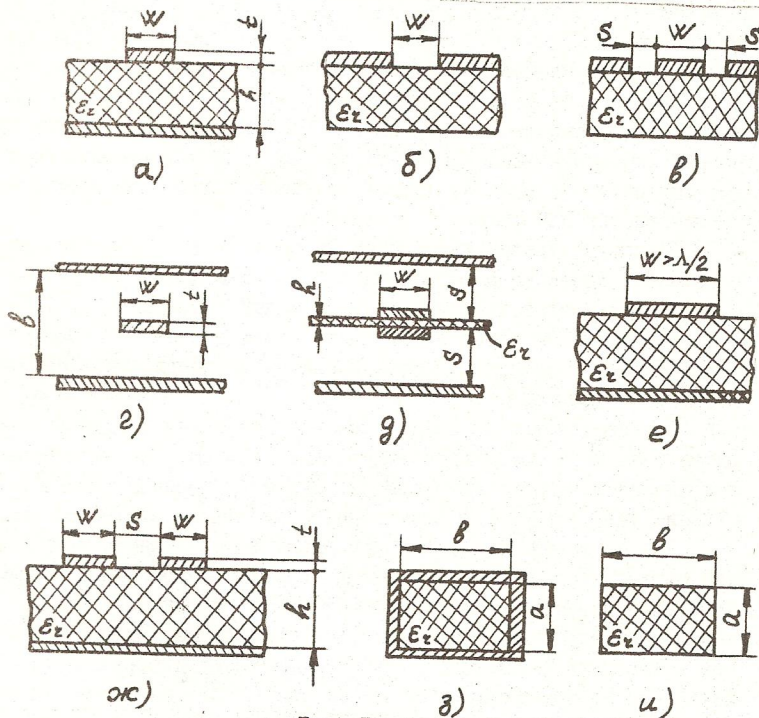


Рис. I

Сравнительный анализ различных типов линий передач, используемых при разработке миниатюрных элементов и устройств СВЧ, представлен в табл. I. Данные соответствуют частотам ниже 10 ПГц, а лучшие свойства оцениваются числом 5.

Щелевая и копланарная линии удобны для подключения навесных компонентов и образования невзаимных устройств. При использовании щелевой линии легко реализуются высокие значения волнового сопротивления. Для получения низких волновых сопротивлений целесообразнее использовать микрополосковую линию как более технологичную.

Таблица I

Сравнительные характеристики типов линий передачи

Тип линии	Минимизация		Способность		Технологичность	Простота			Возможность использования ферритов	Линии, с которыми рекомендуется совмещение
	Объема ГМО	СВЧ-потери	СВЧ-экранирование	передачи сольной мощности		Монтажа на весных компонентах	совмещения с др. типами линий	перехода на нулевую линию		
Микрополосковая	4	2	3	3	5	4	5	5	3	Щелевая, копланарная, открытый микроволновод
Щелевая	3	2	2	3	5	5	5	5	4	Микрополосковая, копланарная
Воздушная симметричная	1	3	4	5	1	3	2	5	2	-
Копланарная	3	2	3	3	5	5	4	5	3	Микрополосковая, щелевая
Высокочастотная	1	4	4	4	4	3	3	2	2	-
Открытый микроволновод	3	3	4	3	5	4	4	5	6	Микрополосковая
Волновод, заполненный диэлектриком	4	5	5	5	1	2	2	2	5	Диэлектрический волновод
Диэлектрический волновод	4	5	2	5	1	2	4	2	5	Волновод, заполненный диэлектриком

I. I. Микрополосковая линия (МПЛ) представляет собой несимметричную полосковую линию, токонесущий проводник которой нанесен на диэлектрик с большой относительной диэлектрической проницаемостью (рис. 1а). Такая линия легко изготавливается, имеет малые габариты, низкую стоимость при серийном производстве, высокую надежность. Структура поля в МПЛ близка к структуре поля поперечной электромагнитной Т-волны. Однако распределение электрического и магнитного полей в среде с неодинаковой величиной диэлектрической проницаемости усложняет структуру поля. Скорость распространения волны в МПЛ зависит от частоты. Характеристики линии рассчитываются, как правило, в предположении о распространении квази-Т-волны, характеризующейся отсутствием продольных составляющих электромагнитного поля. При этом имеет место частотная дисперсия фазовой скорости. Дисперсионные свойства линий выражены тем резче, чем выше диэлектрическая проницаемость основания.

В реальных МПЛ дисперсия слабо выражена на частотах до 3 ГГц, при этом основные характеристики линий определяются в квазистатическом приближении.

Верхний предел рабочего диапазона частот МПЛ определяется условием интенсивного возбуждения паразитных поверхностных волн. Частота такого возбуждения является верхней предельной частотой (в гигагерцах) использования МПЛ и находится из соотношения $f_{кр} = 75 / (h \sqrt{\epsilon_r - 1})$, где h — толщина подложки, мм; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки.

Эффективная диэлектрическая проницаемость, необходимая для определения длины волны λ_{λ} в линии ($\lambda_{\lambda} = \lambda / \sqrt{\epsilon_{эф}}$) и других

характеристик, может быть вычислена по эмпирической формуле

$$\epsilon_{эф} = 0.5 \{ (\epsilon_r + 1) + (\epsilon_r - 1) [1 + (10h/w)]^{-0.57} \}.$$

Для расчета волнового сопротивления (в омах) МПЛ используется выражение

$$Z_0 = \frac{120\pi h}{\sqrt{\epsilon_r} W [1 + 1.735 \epsilon_r^{-0.0724} (W/h)^{-0.836}]}$$

Потери в МПЛ состоят из потерь в диэлектрике α_d , в проводнике α_n и на излучение $\alpha_{из}$: $\alpha = \alpha_d + \alpha_n + \alpha_{из}$.

Потери на излучение уменьшаются с ростом ϵ_r , при

$\epsilon_r \gg 10$ ими можно пренебречь по сравнению с потерями в проводнике и диэлектрике. Для МШ на диэлектрической подложке с $t_g \delta \leq 10^{-3}$ потерями в диэлектрике можно пренебречь по сравнению с потерями в проводнике.

В реальных МШ затухание определяется шероховатостью поверхности диэлектрика, конечной толщиной адгезионного подслоя между проводником и подложкой, толщиной основного проводникового материала. Оценка величин (в децибелах на метр), составляющих затухания в МШ, приближенно определяется формулами

$$\alpha_g = 27,3 \sqrt{\epsilon_r} \cdot t_g \delta / \lambda_n,$$

$$\alpha_n = \frac{545}{Z_0 W} \sqrt{\frac{f}{\sigma}},$$

$$\alpha_n = \frac{320}{Z_0} \left(\frac{f h}{\lambda^2} \right)^2,$$

где f - частота, ГГц; σ - удельная проводимость проводника, См/м; λ - длина волны в свободном пространстве, м.

В диапазоне дециметровых и сантиметровых волн зависимость затухания от толщины адгезионного подслоя слабая и ею обычно пренебрегают.

Конечная толщина полоскового проводника также влияет на дисперсию электрических характеристик линии. Уменьшение толщины полоска приводит к увеличению дисперсии. Однако на практике, особенно при малых t/h , этим эффектом можно пренебречь и руководствоваться следующим правилом: в реальных линиях дисперсия основной волны почти не проявляется на частотах ниже 1 ГГц, структура волны несущественно отличается от структуры Т-волны, и основные характеристики МШ можно определить в квазистатическом приближении. На частотах выше 1 ГГц основные характеристики МШ следует определять с учетом дисперсии. На основании обобщения многочисленных экспериментальных результатов получена следующая эмпирическая формула, позволяющая сравнительно просто учесть дисперсию основной волны в МШ:

$$\epsilon_{эф}(f) = \left\{ \left[(f/f_w)^2 + 1 \right] / \left[(f/f_w)^2 + \sqrt{\epsilon_r} / \epsilon_{эф} \right] \right\}^2 \epsilon_r,$$

где $f_w = 3,5 + (16,2 \epsilon_r^{0,25}) / (1 + 0,15 W \epsilon_r^{0,35} / h)$;

f - рабочая частота, ГГц; $\epsilon_{эф}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость, найденная без учета дисперсии.

МШ по сравнению с полыми и коаксиальными волноводами работает при существенно более низких уровнях мощности. Это обусловлено значительной концентрацией энергии поля вблизи края полоскового проводника, малой толщиной подложки, рассеянием мощности в диэлектрике линии, а также малой шириной полоскового проводника.

При импульсном режиме работы линии ее электрическая прочность определяется допустимыми значениями напряженности электрического поля в подложке и у кромок проводников. При этом на величину пропускаемой мощности сказывается острота кромок проводников, конструкция возбuditеля МШ, наличие неоднородностей и рассогласований в линии. Ориентировочное значение предельной импульсной мощности для реальных линий составляет несколько киловатт при скважности сигнала более 50.

В режиме непрерывных колебаний электрическая прочность МШ определяется потерями в линии, а также интенсивностью отвода тепла от подложки и ограничивается допустимой температурой нагрева подложки и проводников.

В табл. 2 представлены ориентировочные данные по предельной средней мощности для МШ, выполняемых на поликоровых подложках.

Таблица 2
Предельная средняя мощность для МШ на поликоре, кВт

f, ГГц	$\frac{z_0}{OM}$	50				75			
		0,5		I		0,5		I	
		$\frac{h}{MM}$	$\frac{t}{MM}$	$\frac{h}{MM}$	$\frac{t}{MM}$	$\frac{h}{MM}$	$\frac{t}{MM}$	$\frac{h}{MM}$	$\frac{t}{MM}$
I	0,01	0,03	0,01	0,03	0,01	0,03	0,01	0,03	
		2	3	4	5	6	7	8	9
I		39,72	42,64	90,70	98,50	9,50	8,95	21,70	22,00
2		29,70	31,65	65,70	71,90	7,35	6,85	16,00	16,20
3		25,25	26,80	55,00	59,90	6,40	6,15	13,50	13,63
4		22,60	23,90	48,10	52,60	5,85	5,40	12,10	12,1
5		20,80	21,90	43,50	47,60	5,50	5,00	11,10	11,1
6		19,50	20,50	40,30	43,70	5,20	4,72	10,35	10,3
7		18,47	19,35	37,60	40,80	5,00	4,50	9,75	9,68
8		17,64	18,43	35,50	38,50	7,83	4,35	9,30	9,20
9		16,96	17,68	33,60	36,50	4,70	4,20	8,90	8,80
10		16,35	17,04	32,20	34,80	4,58	4,10	8,60	8,45
11		15,85	16,50	30,90	33,40	4,48	4,00	8,30	8,20

1	2	3	4	5	6	7	8	9
12	15,45	16,00	29,80	32,10	4,40	3,90	8,10	7,92
13	15,05	15,58	28,80	31,00	4,32	3,82	7,85	7,68
14	14,71	15,20	27,90	30,00	4,25	3,75	7,65	7,50
15	14,40	14,85	27,10	29,10	4,19	3,70	7,50	7,31

1.2. Щелевая линия (ЩЛ) представляет собой двухпроводную полосковую линию, в которой электромагнитная волна распространяется вдоль щели между проводящими поверхностями, нанесенными на одну сторону диэлектрика (рис. 1б). Максимальное значение продольной компоненты напряженности электрического поля E_x на порядок ниже минимального значения напряженности поперечной компоненты.

Все три компоненты напряженности магнитного поля сравнимы по значению. Поэтому считают, что основной тип волны в ЩЛ - H-волна. Допущение о существовании квази-T-волны дает гораздо большие ошибки, чем для МПЛ. В результате дисперсия в ЩЛ выражена сильнее, чем в МПЛ, и ее волновое сопротивление зависит от частоты, особенно при больших значениях W/h . Например, величина волнового сопротивления 70-омной линии в диапазоне частот 2,5...4 ГГц возрастает примерно на 3%.

По сравнению с МПЛ особенности ЩЛ заключаются в следующем:

1) поскольку поперечные и продольные компоненты магнитного поля сдвинуты по фазе на 90° , магнитное поле в линии имеет поляризацию, что используется для создания невзаимных устройств;

2) более сильно проявляется дисперсия основных характеристик, т.е. Z_0 и $v_{\text{ф}}$ сильнее зависят от частоты;

3) волновое сопротивление Z_0 в рабочем диапазоне частот при одинаковых соотношениях W/h выше, а эффективная диэлектрическая проницаемость ниже;

4) более низкие потери, так как ток в ЩЛ распределен по большой поверхности;

5) простота изготовления и удобство монтажа навесных компонентов;

с достаточной для практики степенью точности считается, что для оценки эффективной диэлектрической проницаемости ЩЛ применима формула

$$\epsilon_{\text{эф}} = 0,5(\epsilon_r + 1).$$

Величина $\epsilon_{эф}$ может быть увеличена при использовании сложной ШД, образованной узкой щелью в проводящем слое, заключенном между двумя диэлектрическими пластинами.

Расчет ШД в квазистатическом приближении невозможен, поскольку емкость между двумя металлическими полуплоскостями, образующими линию, бесконечна. Поэтому расчет Z_0 и $\epsilon_{эф}$ базируется на следующих допущениях: диэлектрик и металлическая поверхность не имеют диссипативных потерь; металлическая поверхность бесконечно тонкая.

Волновое сопротивление ШД определяется по формуле

$$Z_0 = 533 \frac{\sqrt{1+\epsilon_r}}{\epsilon_r} \cdot \frac{K(k)}{K'(k)},$$

где $k = th\left(\frac{\pi W}{4h}\right)$; $K(k) = \int_0^{\lambda/2} \frac{d\varphi}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \varphi}}$; $K'(k) = K(k')$; $k' = \sqrt{1-k^2}$.

Высшие типы волн в ШД возникают при ширине щели $W > \lambda/2$, а также в случае экранированной ШД.

Основная волна и волны высшего типа в ШД имеют высокочастотную отсечку. При $W/h < 2$ длина волны отсечки определяется соотношением

$$\lambda_{кр} = 2,43 \sqrt{\epsilon_r} \cdot h.$$

С ростом W значение $\lambda_{кр}$ смещается в сторону коротких волн.

Достоинством ШД является также практическое отсутствие излучения. Так, для $\epsilon_r = 16$ при частоте 3 ГГц поле на расстоянии 2,54 см от центра щели ослаблено на 28,4 дБ.

1.3. Копланарная линия (КЛ) представляет собой трехпроводную полосковую линию передачи, которая образована центральным проводником и двумя параллельными ему проводящими поверхностями, расположенными в той же плоскости по обе стороны от центрального проводника на одинаковом расстоянии от него (рис. 1в). Электромагнитная волна распространяется вдоль щелей.

Перечисленные выше особенности ШД имеют место и для КЛ. Кроме того, КЛ не имеет нижнего частотного предела и может работать вплоть до постоянного тока. Электрическое поле между центральным проводником и заземленными поверхностями является тангенциальным к границе воздух-диэлектрик и создает разрывы в распределении тока на поверхности, а это приводит к росту осевой и поперечной составляющих магнитного поля. Это обуславливает эллиптическую по-

ляризацию магнитного поля на поверхности подложки, что используется для создания невзаимных устройств. Для подложек с большим значением ϵ_r поляризация поля близка к круговой, а ее плоскость перпендикулярна поверхности подложки.

В КЛ основной волной является волна квази Т. Однако возможно существование волн высших типов, которые присущи КЛ и становятся излучающими, трансформируясь в волну диэлектрического волновода, если свободную поверхность диэлектрика металлизировать.

Влияние дисперсии на основные электрические характеристики КЛ мало при условии $\lambda > 8h\sqrt{\epsilon_r}$ и $\lambda > 4S\sqrt{\epsilon_r}$. Эти данные соответствуют линии без экрана.

Влияние экранирующего корпуса, в который помещается линия, оказывается незначительным, если его внутренняя поверхность располагается на расстоянии, большем, чем удвоенная ширина щели.

Для определения волнового сопротивления КЛ используется приближенная формула, полученная при допущении существования квази Т-волны и наличии проводниковых слоев нулевой толщины, бесконечно протяженных заземленных поверхностей и бесконечно толстой подложки: $Z_0 \sqrt{0,5(\epsilon_r + 1)} = 30 \Omega / K_1(k)$, где $k = (1 + 2S/W)^{1/2}$,

$K_1(k)$ — полный эллиптический интеграл I-го рода.

При $\epsilon_r > 9$ и $h > S$ толщина подложки практически не влияет на величину Z_0 . Поэтому рекомендуется выбирать $h \approx 2S$.

Если заземленные поверхности имеют ограниченные размеры, то Z_0 вычисляется по формуле $Z_0 \sqrt{0,5(\epsilon_r + 1)} = 60 \Omega / K_1(k)$,

а k определяется из выражения

$$\sqrt{1-k^2} = \tau \sqrt{\tau^2 - p^2} - \sqrt{\tau^2 - q^2} / (p\sqrt{\tau^2 - q^2} + q\sqrt{\tau^2 - p^2}),$$

где $2\tau = (\frac{W}{2} + S + a)^2$, $q = (\frac{W}{2} + S) - \tau$, $p = \frac{W^2}{4} - \tau$.

Графическая зависимость Z_0 от геометрических параметров линии представлена в [2].

В рассматриваемом приближении ($\epsilon_r > 9$, $h > 2S$, $t/h \approx 0$) эффективная диэлектрическая проницаемость определяется по выражению

$$\epsilon_{эф} = 0,5(\epsilon_r + 1).$$

Дополнительным условием здесь является $S/W \approx 0, W/h \approx 0$.

В диапазоне частот не выше 10 ГГц затухание в КЛ обусловлено главным образом потерями в проводниковом слое, если используются высококачественные диэлектрики с $\epsilon_r \cdot \operatorname{tg} \delta < 0,001$.

Потери в диэлектрике могут быть вычислены по формуле

$$\alpha_g = 27,3 \epsilon_r \cdot \operatorname{tg} \delta / \lambda_0 \sqrt{(\epsilon_r + 1)} \sqrt{2S/W + 1} \quad \text{дБ/м.}$$

I.4. Высокооборотная линия (ВДЛ), поперечное сечение и распределение полей которой представлены на рис. Iд, рассматривается как производная от МШЛ, если расположить зеркально отражающую плоскость в середине между полосками. Анализ такой линии проводится из предположения существования в структуре четной и нечетной квази-Т-волны. На практике обычно используется четная волна. Потери для этой волны значительно меньше, чем в МШЛ, так как при одинаковых ϵ_r у ВДЛ полоска значительно шире, чем у МШЛ.

Поскольку электрическое поле в такой линии сконцентрировано в промежутках между полосками и заземленными поверхностями, толщина диэлектрика и его объем на практике сводятся к минимальным значениям, обеспечивающим лишь механическое крепление внутренних проводников. Обычно промежуток h заполнен воздухом. В связи с этим ВДЛ имеет ряд достоинств: малые потери и высокую добротность, достигающую в ненагруженном состоянии значения 2000; слабое влияние величины ϵ_r подложки на электрические характеристики линии; возможность получения более высокого волнового сопротивления, чем у МШЛ. Данные свойства оказываются существенными при проектировании высокооборотных СВЧ-устройств, например узкополосных фильтров.

Недостатками являются трудность получения точного расположения проводников друг относительно друга, необходимость крепления диэлектрика и низкая степень интеграции.

Волновое сопротивление ВДЛ (в омах) рассчитывается по формуле

$$Z_0 = \frac{29,976 \pi [1 - h/(2S+h)] v}{c \cdot W / (2S+h) + 9,4413 [1 - h/(2S+h)] - \alpha / \pi},$$

где v — скорость распространения волны в линии; c — скорость света в вакууме, $\alpha = (1 - \beta) \ln(1 - \beta) + \beta \cdot \ln \beta$; $\beta = h / (2S + h)$.

Это выражение справедливо при выполняющихся на практике ограничениях

$$\frac{W}{h} > 0,35 \quad \text{и} \quad \frac{W}{(2S+h)(1-b)} \geq 0,35.$$

Дисперсию в ВДН можно не учитывать, если

$$\lambda > 4\sqrt{\epsilon_r} \cdot h; \quad \lambda > 4\sqrt{\epsilon_r} \cdot W; \quad \lambda > 4\sqrt{\epsilon_r} \cdot S.$$

2. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ АЧХ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Пусть имеется некоторое соединение n -полюсников СВЧ, связи внутри которого характеризуются вполне определенными линейными S -параметрами каждого многополюсника. Данному соединению n -полюсников можно поставить в соответствие направленный граф соединений. Вершины этого графа будут соответствовать выводам n -полюсников, а ребра будут характеризовать значения S -параметров между выводами. Например, граф для каскадного соединения двух четырехполюсников: представлен на рис. 2. Вершины графа, в которые входит хотя бы одно ребро, называются стоками (2,3,4,5), а вершины, в которые не входит ни одно ребро, истоками (1,6). Очевидно, что при сведении произвольного соединения к четырехполюснику стоков может быть сколько угодно, а истоков только два - на входе и на выходе схемы.

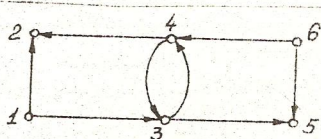


Рис. 2

Для расчета АЧХ задаются две матрицы. Первая матрица A показывает связь стока со всеми остальными стоками; размерность этой матрицы $(N-2)(N-2)$, где N - число вершин графа. Вторая матрица B показывает связь между стоками и истоками; размерность $(N-2) \times 2$.

Каждые строка и столбец матрицы A соответствуют определенной вершине (стоку) графа. Все элементы на главной диагонали равны единице, $\alpha_{ii} = 1$. Если не существует направленного ребра из j -го стока в i -й сток, то $\alpha_{ij} = 0$. В остальных случаях $\alpha_{ij} = -S_{ji}$. Программа составлена таким образом, что $(N-3)$ -я строка и $(N-3)$ -й столбец должны обязательно характеризовать сток на входе схемы, а $(N-2)$ -я строка и $(N-2)$ -й столбец - сток

на выходе схемы. На рис. 2 это вершины 2 и 5. На рис. 2 матрица А для примера имеет вид

$$A = \begin{matrix} & a_3 & a_4 & a_2 & a_5 \\ \begin{matrix} a_3 \\ a_4 \\ a_2 \\ a_5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & -S_{43} & 0 & 0 \\ -S_{34} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -S_{42} & 1 & 0 \\ -S_{35} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Строки матрицы В соответствуют тем же стокам, что и строки в матрице А. Первый столбец В характеризует связь истока на входе схемы, а второй – истока на выходе схемы со всеми стоками, т.е. при наличии связи $\beta_{ij} = S_{ji}$, в противном случае $\beta_{ij} = 0$. Для рассматриваемого примера

$$B = \begin{matrix} & a_4 & a_6 \\ \begin{matrix} a_3 \\ a_4 \\ a_2 \\ a_5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} S_{13} & 0 \\ 0 & S_{64} \\ S_{12} & 0 \\ 0 & S_{65} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Матрицы А и В являются исходными данными для выполнения расчета. При их составлении и вводе необходимо помнить, что S -параметры являются числами, комплексными и зависящими от частоты f .

Кроме того, в программу вводится коэффициент отражения от нагрузки Γ_n для расчета коэффициента усиления.

В приложении приведена подпрограмма LООСН расчета S -параметров соединения. Обращение к подпрограмме следующее:

CALL LООСН (А, В, N, М, С, С1, Р, Р1, ОTR),

где А – матрица смежности вершин-стоков направленного графа соединения; В – матрица смежности вершин-истоков направленного графа с остальными вершинами; N – количество вершин-стоков; М = N - 1;

С, С1 – вспомогательные матрицы размерностью МхМ; Р, Р1 – вспомогательные матрицы размерностью N х N; ОTR – коэффициент отражения от нагрузки.

LООСН использует при своей работе подпрограмму SS нахождения данного S-параметра, а также стандартную библиотечную подпрограмму вычисления определителя матрицы, составленной из комплексных чисел CСDMQ.

Выходные параметры подпрограммы LООСН : S-параметры соединения, коэффициент отражения от входа ОТ и коэффициент усиления G.

Основную программу (после управляющих карт) надо начать с операторов типа переменных. В обращении присутствуют три комплексные переменные A, B, OTR, следовательно, будет присутствовать оператор COMPLEX. Далее в операторе DIMENSION необходимо описать массивы A, B, C, CI, P, PI.

Затем, используя операторы READ или DATA, ввести исходные данные: массивы A, B и переменную OTR. Они могут быть заданы в виде функции от частоты f .

Далее обращаются к подпрограмме CALL LOOSN(...), а заканчивают программу операторы STOP и END. Все результаты вычислений печатаются в подпрограмме LOOSN. В основной программе по желанию пользователя можно предусмотреть печать основных исходных данных.

3. РАСЧЕТ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ГИО СВЧ

Распределенные реактивные элементы представляют собой отрезки МПЛ, разомкнутые или замкнутые на конце. Входное сопротивление (в омах) разомкнутого на конце отрезка МПЛ длиной l определяется по формуле

$$Z_{ex} = -j Z_0 \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda_B} l.$$

При $l < \lambda_B/4$ входное сопротивление отрезка МПЛ эквивалентно реактивному сопротивлению емкости C (в фарадах):

$$C = \frac{1}{Z_0 \omega} \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda_B} l,$$

при $\frac{\lambda_B}{2} > l \gg \frac{\lambda_B}{4}$ входное сопротивление эквивалентно реак-

тивному сопротивлению индуктивности L (в генри): $L =$

$$= \frac{Z_0}{\omega} \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda_B} l.$$

4. СВЯЗАННЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ (СМЛЛ)

СМЛЛ представляют собой две или более линий передачи, между которыми имеется непрерывная распределенная по длине электромагнитная связь (см. рис. 1а). Наиболее широкое применение в различных схемах фильтров, резонаторов, направленных ответвителей, фазовращателей нашли одинаковые СМЛЛ, т.е. связанные линии с равномерно распределенной по длине электромагнитной связью.

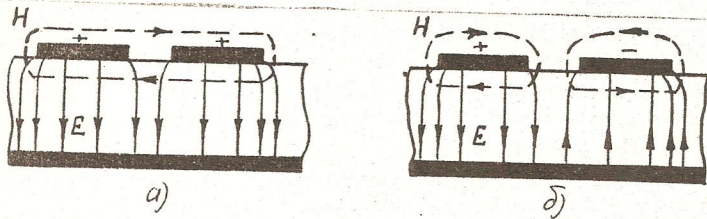


Рис. 3

На рис. 3 представлено поперечное сечение одинаковых СМШЛ. Электромагнитное поле, окружающее и связывающее линии, находится в воздухе, а частично в диэлектрике подложки. Это означает, что в СМШЛ волна типа Т в чистом виде существовать не может. При используемых на практике подложках с большим значением ϵ_r (обычно более 7) электрическое поле в основном сконцентрировано в диэлектрике. Поэтому принимается допущение о наличии квази-Т-волны и применяется концепция Т-волн четного и нечетного типов, возникающих в линиях соответственно при синфазном и противофазном их возбуждении.

При синфазном возбуждении (рис. 3а) распределение поля в сечениях СМШЛ близко к случаю одиночной линии и связь между линиями осуществляется в основном через магнитное поле. При противофазном возбуждении (рис. 3б) микрополосковые проводники связаны между собой в основном за счет электрического поля. Действительная структура поля в СМШЛ аппроксимируется суперпозицией электромагнитных полей волн четного и нечетного типов.

Применение к СМШЛ концепции двух волн определяет для каждого типа волны соответствующие электрические параметры линий: волновые сопротивления Z_{oe} и Z_{oo} , фазовые скорости v_e и v_o , эффективные диэлектрические проницаемости $\epsilon_{эф}^e$ и $\epsilon_{эф}^o$, длины волн в линии λ_e^e и λ_o^o , коэффициенты затухания α_e и α_o . Здесь индекс e относится к четному типу волны, а индекс o - к нечетному типу.

Особенностью СМШЛ является неравенство фазовых скоростей распространения волн четного и нечетного типов, причем $v_e < v_o$. В связи с этим имеет место неравенство остальных параметров:

$$\epsilon_{эф}^e > \epsilon_{эф}^o, \lambda_e^e < \lambda_o^o, \alpha_e < \alpha_o.$$

Для большинства практических конструкций СМПП отношение фазовых скоростей $v_0 / v_e < 1,15$ и зависит от степени связи между линиями. Величина отношения α_0 / α_e практически не зависит от значения W/h и находится в большой зависимости от степени связи линий (величины относительного зазора S/h).

С целью упрощения решения ряда задач при проектировании СМПП-устройств, выполняемых на СМПП, применяется понятие эффективной фазовой скорости распространения в линии, определяемой следующей зависимостью:

$$v_{эф} = \frac{2v_e v_0}{(v_e + v_0) + \kappa(v_0 - v_e)},$$

где $\kappa = (\bar{z}_{oe} - \bar{z}_{oo}) / (\bar{z}_{oe} + \bar{z}_{oo})$.

Соответствующее значение эффективной диэлектрической проницаемости среды находится из соотношения

$$\epsilon_{эф} = (c/v_{эф})^2 = \left\{ 0,5 \left[(\sqrt{\epsilon_{эф}^2} + \sqrt{\epsilon_{эф}^0}) + \kappa (\sqrt{\epsilon_{эф}^e} - \sqrt{\epsilon_{эф}^0}) \right] \right\}^2.$$

Это дает возможность определить резонансную длину волны

$$\lambda_{рез} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \text{ и резонансные размеры отрезков СМПП.}$$

Теоретические и экспериментальные исследования дисперсионных свойств СМПП показали, что на частотах ниже 8 ГГц дисперсия основных электрических параметров линии выражена слабо.

Анализ волновых сопротивлений СМПП в Т-приближении можно проинвестировать по формулам, если для каждого типа волны ввести эквивалентную ширину линии:

$$\begin{aligned} (W/h)_e &= (2/\pi) \operatorname{Arctg} \left[(2H - g + 1) / (g + 1) \right]; \\ (W/h)_o &= \frac{2}{\pi} \operatorname{Arctg} \left[\frac{2H - g - 1}{g - 1} \right] + \frac{4\pi}{1 + \epsilon_r/2} \operatorname{Arctg} \left(1 + 2 \frac{W}{S} \right) \text{ при } \epsilon_r \leq 6; \\ (W/h)_o &= \frac{2}{\pi} \left(\frac{2H - g - 1}{g - 1} + \frac{1}{\pi} \right) \left(1 + 2 \frac{W}{S} \right) \text{ при } \epsilon_r \geq 6; \end{aligned}$$

где $g = \operatorname{ch} \left(\frac{\pi S}{2h} \right)$, $H = \operatorname{ch} \left(\frac{\pi W}{h} + \frac{\pi S}{2h} \right)$.

Тогда при нулевой толщине проводников

а) для $(W/h)_{oe} > 1$

$$Z_{oe} = \frac{240\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \left(\frac{W}{h}\right)_e + 0,882 + 0,164 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left[0,758 + \ln \left(\left(\frac{W}{h}\right)_e + 1 \right) \right] \right\}^{-1}$$

б) для $\left(\frac{W}{h}\right)_e \leq 1$

$$Z_{oe} = \frac{240}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[\ln \frac{8}{\left(\frac{W}{h}\right)_e} + \frac{1}{32} \left(\frac{W}{h}\right)_e^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]. \quad (2)$$

Погрешность расчета по этим формулам зависит от величин S/W , ϵ_r и для $\epsilon_r = 7 \dots 10$ в большинстве случаев не хуже 10%. При этом точность для Z_{oe} выше, чем для Z_{oo} .

При анализе линий, когда известными являются геометрия СМШ (S, W, h) и относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки ϵ_r , значения Z_{oe} и Z_{oo} однозначно определяются формулами (1), (2). Если проводится синтез по известным волновым сопротивлениям, то целесообразнее пользоваться графическими зависимостями [2], поскольку решение уравнений (1), (2) относительно искомых W/h и S/h затруднено.

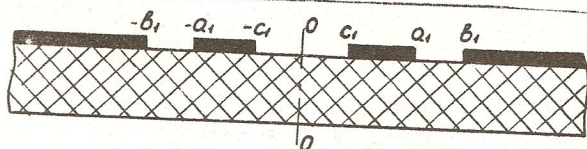


Рис. 4

Поперечное сечение двух связанных КЛ показано на рис. 4. Для таких связанных линий значения волновых сопротивлений определяются соотношениями:

$$Z_{oe} = \frac{377}{2\sqrt{0,5(\epsilon_r + 1)} \cdot K_0}; \quad Z_{oo} = 2Z_0 \left(R \frac{a_1}{b_1} \right),$$

где значения величин K_0 и R находят с помощью графиков рис. 5.

Различие фазовых скоростей и, следовательно, волновых сопротивлений четного и нечетного типов волн имеет место и в связанных копланарных линиях, но оно немного меньше (примерно в 3 раза), чем в СМШ. Это существенно при создании устройств с высокой направленностью.

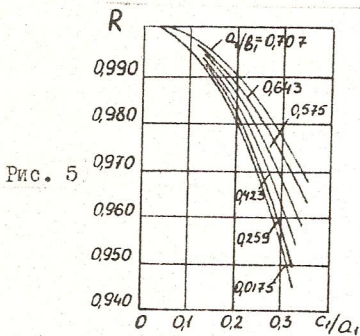
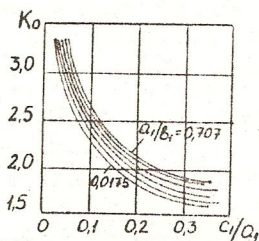


Рис. 5



5. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НЕВЗАИМНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ-СУММАТОРОВ МОЩНОСТИ СВЧ

Одним из способов микроминиатюризации СВЧ-устройств является использование приборов, совмещающих в себе несколько функций. Ферритовым прибором с совмещенными функциями является невязанный делитель-сумматор (НДС) мощности СВЧ [3]. В нем совмещаются функции деления, сложения мощности и развязки между выходными и входными плечами. Это свойство позволяет исключить из конструкции приемопередающих модулей СВЧ отдельные развязывающие или мостовые устройства.

На рис. 6 представлена конструкция НДС. Матрица рассеяния НДС имеет следующий вид:

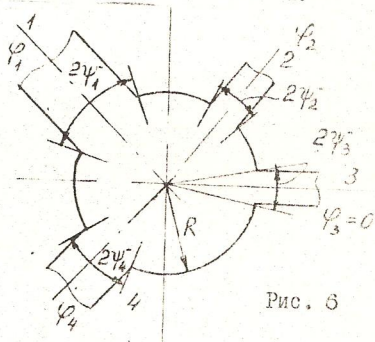


Рис. 6

$$[S]_{\text{ндс}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi_3} & 0 \\ \sqrt{\frac{d}{d+1}} e^{j\varphi_2} & -(d+1)^{-1} e^{j(\varphi_{42} + \varphi_{21} - \varphi_{41})} & 0 & -\frac{\sqrt{d}}{d+1} e^{j(\varphi_{41} + \varphi_{21} - \varphi_{41})} \\ 0 & -\left(\frac{d}{d+1}\right)^{\frac{1}{2}} e^{j(\varphi_{31} + \varphi_{42} - \varphi_{44})} & 0 & (d+1)^{-\frac{1}{2}} e^{j\varphi_{34}} \\ (d+1)^{-\frac{1}{2}} e^{j\varphi_{41}} & \sqrt{d/(d+1)} e^{j\varphi_{41}} & 0 & \frac{d}{d+1} e^{j\varphi_{44}} \end{bmatrix}$$

где d - коэффициент деления.

При работе в режиме деления плечо I является входным, плечи 2 и 4 - выходными, к плечу 3 подключается балластная нагрузка. При работе в режиме суммирования плечи 2 и 4 - входные, плечо 3 - выходное, балластная нагрузка подключается к плечу I.

5.1. Порядок расчета невзаимного делителя. Исходными являются следующие параметры: f_0 - центральная частота, Z_{01} - волновое сопротивление входного плеча, $d = P_{2 \text{ влх}} / P_{4 \text{ влх}}$ - коэффициент деления мощности, h - толщина подложки, Z_{02} - волновое сопротивление одного из выходных плеч, β - расположение выходных плеч относительно входного (рис. 6), $\beta = \varphi_1 - \varphi_2, 0 < \beta < \pi$.

1) Рассчитываем предварительные значения ширины проводников входного и выходного плеч W'_1 и W'_2 через Z_{01} и Z_{02} при

$\epsilon_r = 14$ (что примерно соответствует усредненной величине для марок феррита) по формуле

$$W = 7,475h \cdot e^{-\frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r + 1,41}}{87}} \quad (3)$$

2) Вычисляем предварительное значение A' из выражения

$$A' = -\sin \beta \cdot \sqrt{W'_1 \cdot W'_2} \cdot \sqrt{\frac{d+1}{d}} \quad (4)$$

3) По значениям A' и f_0 выбираем марку феррита по графикам рис. 7, определяем β_s и ϵ_r .

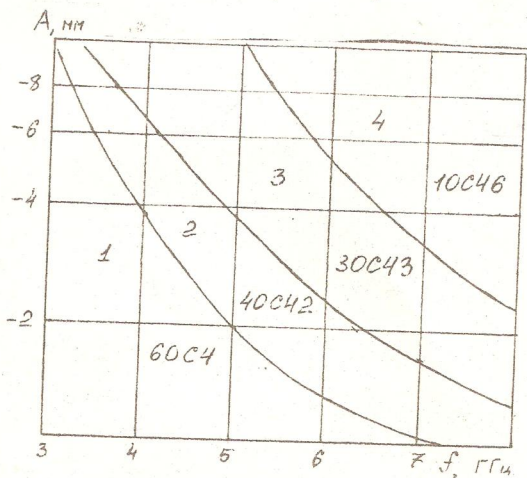


Рис. 7

4) Рассчитываем уточненные значения W_1 и W_2 , а затем A по формулам (3) и (4).

5) Выбираем вариант конструкции (рис. 8а или 8б).

6) Определяем угол φ_1 - расположение входного плеча относительно плеча с поглощающей нагрузкой

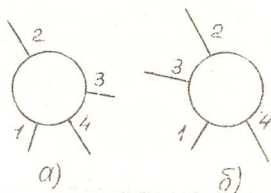


Рис. 8

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\sin \beta}{\sqrt{\frac{d \cdot W_1}{(d+1)W_2} + \cos \beta}} + \pi q,$$

где $q = \begin{cases} 1 & \text{для схемы а,} \\ 0 & \text{для схемы б.} \end{cases}$

7) Определяем W_3 - ширину плеча 3 с поглощающей нагрузкой:

$$W_3 = W_1 + \frac{d+1}{d} W_2 + \sqrt{W_1 W_2} \sqrt{\frac{d+1}{d}} \cos \beta.$$

8) Рассчитываем ширину выходного плеча 4, его волновое сопротивление и углы φ_2 и φ_4 :

$$W_4 = \frac{W_2}{d}; \quad \varphi_2 = \varphi_1 - \beta; \quad \varphi_4 = \varphi_2 - \pi.$$

9) Вычисляем необходимую намагниченность феррита:

$$J = \frac{7,5 \cdot 10^7}{A \gamma \sqrt{\epsilon_r}} + \sqrt{\frac{f_0^2}{\gamma^2} + \left(\frac{15 \cdot 10^7}{2A \gamma \sqrt{\epsilon_r}}\right)^2}.$$

10) Определяем радиус дискового резонатора:

$$R = \frac{0,879 \cdot 10^8}{f_0 \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{1 - \gamma^2 J^2 / f^2}} \text{ м.}$$

II) Находим из графиков $J = f(H_i)$ величину H_i по рассчитанному J и определяем внешнее магнитное поле H_e :

$$H_e = H_i + N_z \cdot J.$$

На этом расчет невязанного делителя оканчивается.

8.2. Расчет невязанного сумматора. Заданы следующие параметры: f_0 - центральная частота; h - толщина подложки; $d =$

$= P_{2\beta x} / P_{4\beta x}$ - отношение складываемых мощностей; $Z_{\beta x_4}, Z_{\beta x_2} =$

волновые сопротивления соответственно четвертого и второго входных плеч; Z_{o3} - волновое сопротивление выходного плеча; φ_2 - расположение осевой линии входных плеч относительно выходного.

1) Рассчитываем по формуле (3) предварительные значения ширины полосков выходного плеча $2 W'_2$ и выходного плеча $3 W'_3$ при $\epsilon_r = 14$ через $Z_{вх2}$ и Z_{o3} .

2) Определяем предварительное значение A' по формуле

$$A' = -\sqrt{\frac{d+1}{d}} \sqrt{W'_2 W'_3} \sin \varphi_2. \quad (5)$$

3) Выбираем из рис. 7 марку феррита по величинам f_o и A' .

4) Рассчитываем точные значения W_2 , W_3 и A по формулам (3) и (5).

5) Определяем угол φ_4 и ширину W_4 входного плеча 4:

$$\varphi_4 = \varphi_2 + \pi, \quad W_4 = \frac{W_2}{d}.$$

6) Вычисляем волновое сопротивление входного плеча 4 по известным ϵ_r и W_4 . Если полученное значение не совпадает с $Z_{вх4}$, то в это плечо необходимо поставить четвертьволновый трансформатор сопротивлений, согласующий линии с волновыми сопротивлениями Z_{o4} и $Z_{вх4}$.

7) Рассчитываем угол φ_1 и ширину W_1 плеча I, к которому подключается согласованная поглощающая нагрузка:

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\sin \varphi_2}{\sqrt{\frac{d \cdot W_3}{(d+1)W_2} + \cos \varphi_2}} + \pi q,$$

где $q = 1$ для схемы "а" и $q = 0$ для схемы "б".

$$W_1 = W_3 + \frac{d+1}{d} W_2 + 2 \sqrt{W_2 \cdot W_3} \sqrt{\frac{d+1}{d}} \cos \varphi_2.$$

8) Определяем характеристики феррита, величину внешнего подмагничивающего поля и радиус диска так же, как для невзаимного делителя.

Из общего выражения для матрицы рассеяния НДС следует, что при $d = \infty$ или $d = 0$ НДС обращается в Υ - или W -циркулятор. Поэтому методика расчета применима и к циркуляторам с несимметричным расположением плеч и разными волновыми сопротивлениями подводящих линий.

6. ПОДЛОЖКИ СВЧ-МИКРОСХЕМ

При выборе подложки учитывают в основном следующие факторы: значение ϵ_r ; стабильность ϵ_r в пределах одной и партии подложек, малую зависимость ϵ_r от частоты и температуры; малые потери (низкий $\operatorname{tg} \delta$); требуемые габаритные размеры подложки; малый разброс геометрических размеров подложки; шероховатость поверхности подложки; высокую теплопроводность; устойчивость материала диэлектрика к климатическим факторам и технологическим воздействиям в процессе изготовления схемы; механическую прочность; согласование температурных коэффициентов линейного расширения подложки и наносимых на нее материалов.

Перечисленным требованиям в полной мере не отвечает ни один из известных материалов, поэтому выбор подложки не может быть строго регламентирован и является по существу компромиссным.

Рекомендуется при выборе подложки пользоваться такой последовательностью действий:

- 1) анализ технических требований к проектируемому узлу и условий его эксплуатации;
- 2) выбор материалов с требуемым ϵ_r , исходя из степени миниатюризации узла и вида используемой линии передачи;
- 3) сравнение материалов по диэлектрическим потерям;
- 4) оценка материалов по шероховатости их поверхности с учетом применяемого технологического способа нанесения покрытий. Критерием оценки является уровень потерь, обусловленных неидеальностью поверхности диэлектрика;
- 5) оценка влияния разброса ϵ_r и $\operatorname{tg} \delta$ подложки на электрические характеристики микрополоскового узла. Решение этой задачи применительно к конкретным узлам содержится в [1];
- 6) выбор габаритных размеров подложки.

После предварительного выбора материала (или группы материалов) анализируется его устойчивость к воздействию процесса производства схемы, т.е. таких технологических факторов, как нагрев, воздействие кислот, щелочей, растворителей и т.п. Если предъявляемым требованиям удовлетворяют сразу несколько материалов, то необходимо учесть организационно-экономические факторы: стоимость материалов, наличие и объемы серийного выпуска подложек, организацию поставок, вид конструктивного оформления заготовок (размеры, металлизация заготовок поставщиком и пр.).

Важную роль играет качество обработки поверхности диэлектрика, используемого для подложки. Шероховатость поверхности определяет четкость и точность рисунка (топологию) схемы, потери в линиях передачи, влияет на характеристики резисторов (ухудшение стабильности номинала и ТКС, разброс поверхностного сопротивления и т.п.), возможность выхода из строя тонкопленочных конденсаторов (образование "проколов" диэлектрика за счет шероховатости и, как следствие, короткое замыкание обкладок или пробой диэлектрика). Причина возрастания поверхностного сопротивления, а следовательно, и потерь в проводниках, состоит в том, что внутренние поверхности, обращенные к подложке, практически повторяют ее рельеф.

Допустимая величина шероховатости поверхности подложки определяется частотным диапазоном ее использования. В диапазоне частот 1...2 ПГц считается допустимой среднеквадратичная высота микронеровностей 0,12 мкм, а в диапазоне 8...12 ПГц - высота 0,25...0,5 мкм.

Шероховатые подложки, как правило, используются в низкодобротных схемах, работающих в нижней части СВЧ-диапазона, где требования к потерям и точности воспроизведения рисунка невелики. В этом случае применимы подложки, имеющие шлифованные поверхности (величина шероховатостей $R_a = 0,63...0,08$ мкм). Они имеют сравнительно низкую стоимость и обеспечивают хорошую адгезию наносимых проводниковых слоев. В коротковолновой части СВЧ-диапазона, где добротность схем должна быть высокой, употребляются полированные подложки (величина шероховатостей $R_a = 0,04$ мкм). Подложка может иметь одно- или двустороннюю полировку, двустороннюю шлифовку.

Качество поверхности (шероховатость, наличие пор) подложки определяется чистотой самого материала. Более чистые материалы имеют более высокую диэлектрическую проницаемость, меньшее содержание пор, большую механическую и пробивную прочность, меньший $t_g \delta$, лучшую теплопроводность, большее удельное сопротивление, меньший разброс ϵ_r и $t_g \delta$ от партии к партии.

Наибольшее распространение в ГИС СВЧ получили керамические материалы на основе окиси алюминия Al_2O_3 . Они допускают воздействие высоких температур (до 1300°С) при технологических процессах и рабочие температуры -30...+700°С. Водопоглощение мало (0...0,2 %) и зависит от марки материала. Наилучшими характеристиками (повторяемость параметров в серии, потери на СВЧ, тепло-

проводность и др.) обладают подложки из материалов с содержанием Al_2O_3 : поликор (99,7%), сапфирит (98%), ГМ (99,6%), А-995 (99,8%), 22ХС (94,4%), ВГ-1 (95,3%).

Получили примерение также ситаллы. Ситалл представляет собой продукт кристаллизации стекол особых составов. Размеры кристаллов в основном не превышают 1 мкм, что обеспечивает высокую плотность и однородность материала во всем объеме, придает ситаллам ряд свойств, превосходящих аналогичные свойства стекол и многих керамических материалов. Удельное объемное сопротивление ситаллов $10^{10} \dots 10^{12}$ Ом.м. Отличительные характеристики ситаллов: малая пористость, низкие водопоглощение (менее 0,02%) и газопроницаемость, высокая термостойкость, малая теплопроводность, возможность полирования поверхности. По твердости некоторые ситаллы близки к закаленным сталям. Наиболее применимы для СВЧ-схем следующие марки ситаллов: СТ32-1 (25,4% Al_2O_3 , 37% SiO_2 , 17,5% TiO_2 , 21% MgO , остальное - редкоземельные элементы) и СТ38-1 (23% Al_2O_3 , 34% SiO_2 , 18% TiO_2 , 9% MgO , 16% - редкоземельные элементы). К недостаткам ситаллов можно отнести меньшую теплопроводность по сравнению с керамическими материалами, выполненными на основе Al_2O_3 .

Для изготовления невзаимных интегральных устройств используют ферриты марок ГССЧ...9ССЧ. Они полируются до высокого класса чистоты поверхности, выдерживают воздействия факторов технологических процессов изготовления микрополосковых схем; к ним применимы тонко- и толстополюсочная технологии. Основной недостаток ферритов - меньшая механическая прочность по сравнению с керамикой.

В табл. 3 представлены характеристики материалов подложек ГИС СВЧ.

Подложки, изготовленные из указанных материалов, представляют собой прямоугольные пластины с наиболее типичным размером 60x48 мм. При необходимости подложка разрезается на части меньшего размера: 12x15, 15x24, 24x30, 30x48 мм. Некоторые из подложек этих размеров поставляются заводами-изготовителями. Разработаны и используются ситалловые подложки с габаритными 75x48, 150x48.

Толщины подложек составляют 0,25; 0,5 и 1 мм.

Таблица 3

Характеристики материалов подложек ГИС СВЧ

Марка диэлектрика	ϵ_r	$\operatorname{tg} \delta \cdot 10^4$	Пробивное напряжение, МВ/М	Темпостойкость, $^{\circ}\text{C}$	$K_{\text{тп}}$, $\text{ВТ}/(\text{М}\cdot^{\circ}\text{C})$	$\text{TKAP} \times 10^7 \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$	$\text{TK} \times 10^6 \text{ }^{\circ}\text{C}$
Поликор	9,6±0,2	I	20...25	-	3I,5	80±5	76,5
Сапфирит	9,5±0,2	I	40	-	2I	62±5	I34
ГМ	9,5±0,2	I	50	-	I6,7...2I	62...66	I75
A-995	9,7	I	30	-	2I	60±5	I55
22XС	93±0,3	I5	50	I240	I3,8	60±5	8I,5
ВГ	9,3	IO	30	-	IO, I	-	-
CT32-I	9,7...IO	4...6	40	I200	I,0	32	-
CT38-I	7,25±0,15	4	40	I300	I,3	38	-
IC04	I4,8	70	-	280	2,59	490...6IO	86,2
3004-6	I5,5±I6,52	50	-	280	-	675	-
3004-3	I5,5	30	-	230	-	866	-
3004-9	I3, I-I5,9	50	-	200	-	725	-
4004-2	I3,0...I5,8	80	-	I80	-	745	-
4004-4	I5,5	30	-	280	-	-	-
4004-5	I3, I...I5,9	40	-	I70	-	726	-

7. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ ГИС СВЧ

Эти методы [I] различаются способом и возможностью нанесения слоев различных материалов (проводящих, диэлектрических, резистивных) на поверхность диэлектрического основания (платы), способом получения рисунка элементов схемы и реализуемой при этом точностью их изготовления; производственной характеристикой (сложностью оборудования, процентом выхода годных узлов, технологической себестоимостью единицы годной продукции и др.). Основная задача любого технологического процесса - создание высококачественной конструкции узла, что предполагает обеспечение в ней малых потерь и возможно точное воспроизведение требуемых электрических параметров и характеристик.

Конструктор, приступая к проектированию микроэлектронного СВЧ узла, должен представлять не только особенности технологических методов изготовления микрополосковых плат, но и знать сравнительные возможности технологических процессов получения проводниковых слоев. Предельные возможности используемых методов изготовления проводниковых элементов СВЧ-устройств представлены в табл. 4. В настоящее время химико-гальваническая, толсто- и тонкопленочная технологии на основе вакуумного напыления являются базовыми технологическими методами изготовления микрополосковых устройств, на которые (с теми или иными частичными видоизменениями) ориентируются разработчики и конструкторы.

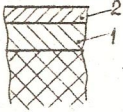
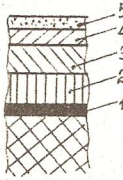
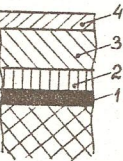
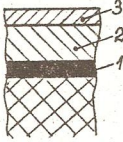

7.1. Полосковые проводники - наиболее распространенные элементы конструкции ГИС СВЧ. С их помощью выполняются как электрические соединения, так и функциональные элементы: резонаторы, связанные линии, мосты, делители, направленные ответвители и др. Ширина, толщина и форма поперечного сечения проводника, материалы из которых он изготовлен, точность и способ изготовления оказывают влияние на основные электрические характеристики линии: волновое сопротивление, постоянную распространения и погонное затухание. Для коротковолновой части дециметрового и сантиметрового диапазонов рациональна форма полоскового проводника в виде прямого отрезка. В метровом и длинноволновой части дециметрового диапазона для получения приемлемых габаритов СВЧ-узла используют проводники в форме "меандра". П-образная форма проводников используется при создании шпилечных полоснопропускающих фильтров.

Таблица 4
Возможности технологических методов при изготовлении микрополосковых плат

Метод изготовления проводниковых элементов ГИС СВЧ	Возможная толщина на металлизации, мкм	Минимальная ширина линии передачи, мкм	Минимальный зазор между проводниками, мм, мкм	Допуск на линейные размеры, мм
Химико-гальваническая металлизация + фотолитография	До 25	70...100	50...70	$\pm(25...30)$
Вакуумная металлизация + фотолитография	До 20	40...70	30...50	$\pm(10...15)$
Вакуумная металлизация + гальваническое наращивание + фотолитография	До 20	40...70	30...50	$\pm(10...15)$
Вакуумная металлизация + фотолитография + гальваническое наращивание	До 10	30	20	$\pm(5...10)$
Толсто пленочная технология	До 25	75...100	75...100	$\pm(30...50)$ $\pm 2,5$

Таблица 5

Структуры и материалы микрополосковых проводников

Технология нанесения слоев	Схема расположения слоев	Используемые материалы	Толщина слоя, мкм
Приклейка фольги, прессование платы с проводящим слоем, вакуумное осаждение металла без адгезионного подслоя		1. Медная фольга (алюминий при вакуумном напылении) 2. Защитное покрытие (серебро, олово-свинец, висмут, золото и др.)	10...50 (5...10)
Химико-гальваническая металлизация		1. Адгезионный подслоя - палладий 2. Химически осажденная медь 3. Гальванически осажденная медь 4. Защитное покрытие (олово, олово-висмут, серебро, золото) 5. Дополнительное защитное покрытие (лак, фоторезист)	3...10 0,01... 0,5 0,2... 0,5 3...20 1...10 1...5
Вакуумное напыление с последующим гальваническим наращиванием		1. Адгезионный подслоя (хром, никром, титан, тантал, ванадий) 2. Напыленная в вакууме медь (золото) 3. Гальванически осажденная медь (золото) 4. Защитное покрытие по меди (золото, олово, олово-висмут)	0,01... 0,5 1...2 5...20 1...10
Вакуумное напыление толстого слоя проводника		1. Адгезионный подслоя (хром, никром, титан, тантал, ванадий) 2. Напыленная медь 3. Защитное покрытие (золото, серебро, олово, олово-висмут, никель)	0,01... ...0,5 5...20 1...10
Трафаретная печать		1. Проводящий слой на основе композиции серебра, палладия, золота	10...25

В табл. 5 приведены типичные структуры слоев проводников микрополосковых линий, изготовленных по различной технологии. Толщина и проводимость слоев, определяющие поверхностное сопротивление проводника, а также их число выбираются конструктором в зависимости от требований к потерям в линии и с учетом возможностью технологии изготовления.

Материалы проводников должны обладать следующими свойствами: высокой электропроводностью, малой величиной ТКЛР, хорошей адгезией к поверхности подложки, хорошей растворимостью в химическом травителе, возможностью пайки и сварки с выводами компонентов, возможностью формирования слоя с помощью вакуумного или гальванического методов. Ни один из известных проводниковых материалов не может удовлетворить всем этим требованиям в полной мере. Так, материалы с хорошей электропроводностью имеют, как правило, плохую адгезию и наоборот. Поэтому материалы с хорошими адгезионными свойствами, такие как хром, тантал, титан, молибден, ванадий, используются в качестве материала подслоя между подложкой и основным слоем. Основной проводящий слой формируется из меди, алюминия. В качестве защитного покрытия используются золото, серебро, олово, сплав олово-висмут. В табл. 5 представлены используемые в ГИС СВЧ сочетания проводниковых материалов.

Поскольку адгезионный подслоя выполняется на основе металлов с высоким по сравнению с медью сопротивлением, то толщина подслоя существенно влияет на потери в линии передачи, особенно на высоких частотах (выше 10 ГГц).

Ниже 1...2 ГГц влияние толщины подслоя на потери в линии практически отсутствуют. В общем случае можно сказать, что чем толще адгезионный подслоя, тем сильнее затухание в линии. С уменьшением толщины подслоя потери падают, но не обеспечивается достаточная адгезия. Поэтому необходим компромиссный выбор толщины подслоя. Рекомендуемые толщины указаны в табл. 5.

Толщина основного проводникового слоя также выбирается в зависимости от рабочей частоты. На практике достаточной считается толщина в 2...5 раз больше глубины скин-слоя данного материала. В нормативных документах на конструирование микрополосковых плат, работающих в диапазоне до 300 МГц, толщина проводников не менее 15 мкм; до 2 ГГц - не менее 12 мкм; в диапазоне 2...8 ГГц - не менее 6 мкм.

Обычно минимальная толщина проводника несколько выше указанной из-за необходимости ослабить влияние низкой проводимости,

определяемой слоем защитного покрытия. Оно выполняется из материала с низкой проводимостью (никель, олово и т.п.) для компенсации неравномерности толщины нанесения пленки, так как разброс этой толщины может составлять величину, равную нескольким скин-слоям.

Форма поперечного сечения микрополоскового проводника определяется технологией его получения и оказывает заметное влияние на величину затухания в линии и ее предельную мощность, так как обе величины зависят от распределения плотности тока по сечению проводника. Поперечное сечение, близкое по форме к оптимальному, получается при использовании технологических процессов, включающих операции гальванического наращивания проводников.

В качестве основного материала для изготовления микрополосковых проводников по тонкопленочной технологии рекомендуется использовать медь, поскольку слой меди, осажденные гальванически или в вакууме, имеют наилучшую проводимость: $\sigma = (4,49 \dots 4,88) \cdot 10^7$ См.м на частоте 10 ГГц.

Гальванически осажденное серебро, имеющее высокую проводимость как в монолитных образцах, так и в пленочных, обычно используется только для создания защитного покрытия.

По затуханию во всем диапазоне частот линии, изготовленные методом тонкопленочной технологии, лучше, чем при использовании толстопленочной технологии, для которой наилучшие результаты следующие: 0,03 дБ/см на 1 ГГц; 0,08 дБ/см на 10 ГГц. Отечественная паста ЗП1, содержащая 81 % серебра, обеспечивает затухание в линии на частоте 10 ГГц менее 0,2 дБ/см.

7.2. Контактные площадки вводятся для подачи напряжений питания и управления на компоненты ГИС СВЧ в топологический рисунок платы. К ним с помощью пайки, сварки или т.п. технологических методов присоединяются выводы компонентов или проводов. Контактные площадки могут иметь различные форму и размер в зависимости от их назначения, выводов компонента или провода, присоединяемого к этой площадке. Иногда в качестве контактной площадки используют проводники микрополосковой линии. Размеры контактной площадки или проводника должны быть с каждой стороны на 0,2 мм больше размера закрепляемой части вывода.

Минимальные размеры контактных площадок под пайку 500x500 мкм, под сварку - 300x300 мкм. Минимальное расстояние между контактными площадками 300 мкм, минимальное расстояние контактной площадки от края платы 200 мкм.

Контактные площадки в СВЧ-тракте необходимо выполнять так, чтобы они представляли собой минимальную неоднородность. Навесные резисторы и конденсаторы целесообразно устанавливать в разрыве полоскового проводника, а не вводить в его состав контактные площадки большего линейного размера, чем проводник, создающие неоднородность в линии.

Структура контактной площадки в общем случае такая же, как и у микрополосковых проводников, хотя и может включать специальный слой полуды.

8. РАЗРАБОТКА ТОПОЛОГИИ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ПЛАТЫ

Разработка топологии производится в соответствии с положениями ОСТ4 ГО.ОГО.202 и включает следующие этапы:

- разработку схемы соединений пленочных элементов на плате, т.е. выбор взаимного расположения линий, резисторов, конденсаторов, дросселей, контактных площадок и т.п., удовлетворяющих предъявляемым к топологии конструкторским и электрическим требованиям;
- расчет геометрических размеров пленочных элементов (резисторов, индуктивностей, конденсаторов);
- выбор формы и размещение пленочных элементов на рабочей площади подложки;
- оценку качества разработанной топологии и при необходимости проведение соответствующих ее корректировок.

Разработанная топология платы должна обеспечивать нормальную работу схемы, учитывать технологические ограничения, обеспечивать возможность контроля и, при необходимости, настройку электрических параметров схемы.

Для разработки топологии необходимо располагать:

- 1) принципиальной электрической схемой устройства СВЧ, отрабатанной с учетом ее реализации в виде ГИС;
- 2) техническими требованиями к конструкции ГИС СВЧ и сведениями об условиях эксплуатации изделия;
- 3) рекомендациями к использованию технологических методов, реализующих конструкторской решение; сведениями о предельных возможностях известных технологических процессов.

Важным является вопрос о числе плат, на которых будет размещена схема узла, т.е. будет узел одно- или многоплатным. В последнем случае появляются проблемы соединения отдельных плат друг

с другом, учета влияния зазора между платами на характеристики схемы, определения способа соединения плат (вид перемычек между ними). Решение вопросов о числе плат связано с разбиением схемы на отдельные части. Иногда на одной плате располагается законченный функциональный элемент или узел, что позволяет до окончательной сборки провести его проверку и настройку. Регламентировать число плат в одном узле достаточно трудно: ограничивающими факторами являются, в частности, технологические возможности сборки и возможность обслуживания узла в процессе эксплуатации.

Одним из важных вопросов, учитываемых конструктором при разработке топологии, является степень требуемой защиты ГИС от внешних воздействий (влажность, температура и др.). Решение о защите ГИС принимается конструктором, оно базируется на современной тенденции проектировать узлы, в которых герметизация внутреннего объема обеспечивается соответствующей конструкцией корпуса и установкой герметичных коаксиально-полосковых переходов.

Размеры основания корпуса определяются главным образом топологией ГИС и возникающими в схеме паразитными типами волн, краевыми эффектами. Высота H расположения верхней крышки корпуса над поверхностью микрополосковой платы оказывает влияние на электрические параметры одиночных и связанных микрополосковых линий (эффективная диэлектрическая проницаемость, волновое сопротивление) и характеристики устройств на их основе (резонансные частоты, АЧХ и ее параметры).

Конструктор, приступая к проектированию, должен ориентироваться на следующие основные нормативные документы, регламентирующие конструирование и технологию интегральных схем СВЧ:

ОСТ4ГО.010.202 Микросборки СВЧ-диапазона. Конструирование.

ОСТ4ГО.010.012 Микросборки гибридные СВЧ-диапазона. Конструирование.

ОСТ4ГО.073.204 Микросхемы гибридные СВЧ-диапазона. Платы микрополосковые. Общие технические условия.

ОСТ4ГО.010.203 Микросборки СВЧ-диапазона. Корпуса. Элементы типовых конструкций.

ОСТ4ГО.054.207 Микросборки СВЧ-диапазона. Платы микрополосковые. Типовые технологические процессы.

ОСТ4ГО.054.209 Микросборки СВЧ-диапазона. Установка навесных элементов на микрополосковые платы. Типовые технологические процессы.

ОСТ4ГО.054.208 Микросборки СВЧ-диапазоны. Сборка и герметизация. Типовые технологические процессы.

ОСТ4ГО.012.208 Микросборки СВЧ-диапазона. Расчет типовых режимов.

9. КОРПУСА

Корпус микросхемы СВЧ обеспечивает: жесткое закрепление платы и соединение ее выводов с переходами, обеспечивающими ввод-вывод энергии; защиту схемы от внешних воздействий; функцию экрана; теплоотвод от участков платы, в которых рассеивается электромагнитная энергия. Кроме того, конструкция корпуса должна быть технологична и обеспечивать ремонтпригодность узла.

При выборе материала корпуса конструктор должен руководствоваться требованиями уменьшения массы, снижения стоимости изготовления, соответствия ТКПР материала корпуса и платы, возможности пайки и хорошей теплопроводности и т.д. Для корпусов ГИС СВЧ применяют латунь, алюминий, титан, ковар, металлизированную керамику. Наиболее предпочтительными являются титановые и коваровые корпуса, ТКПР которых близок к ТКПР керамических подложек.

В большинстве случаев конструкция корпуса выполняется герметичной для защиты микросхемы от внешних воздействий, из которых наиболее опасным является влажность. Корпус имеет две области герметизации: у выводов и в области соединения крышки и корпуса. Герметичность соединения крышки и корпуса обеспечивается сваркой, пайкой или склеиванием в зависимости от материала и конструкции корпуса, расположения выводов, серийности производства и т.п. Широкое распространение получила герметизация корпуса путем опайки крышки по контуру (введением резиновой прокладки и стальной луженой проволоки). Закладка последней позволяет осуществить вскрытие корпуса при проведении ремонтных работ, а резиновая прокладка препятствует попаданию припоя и флюса внутрь корпуса.

При проведении герметизации воздух из корпуса откачивается через металлическую трубку, затем через нее вводится инертный газ, например сухой азот, а трубка зачеканивается.

Герметизация в области расположения выводов и коаксиально-полосковых переходов обеспечивается конструкцией выводов и переходов и технологией соединения их с корпусом.

По типу конструкции корпуса подразделяются на коробчатые, рамочные, пенальные, пластинчатые, составные, испытательные и др.

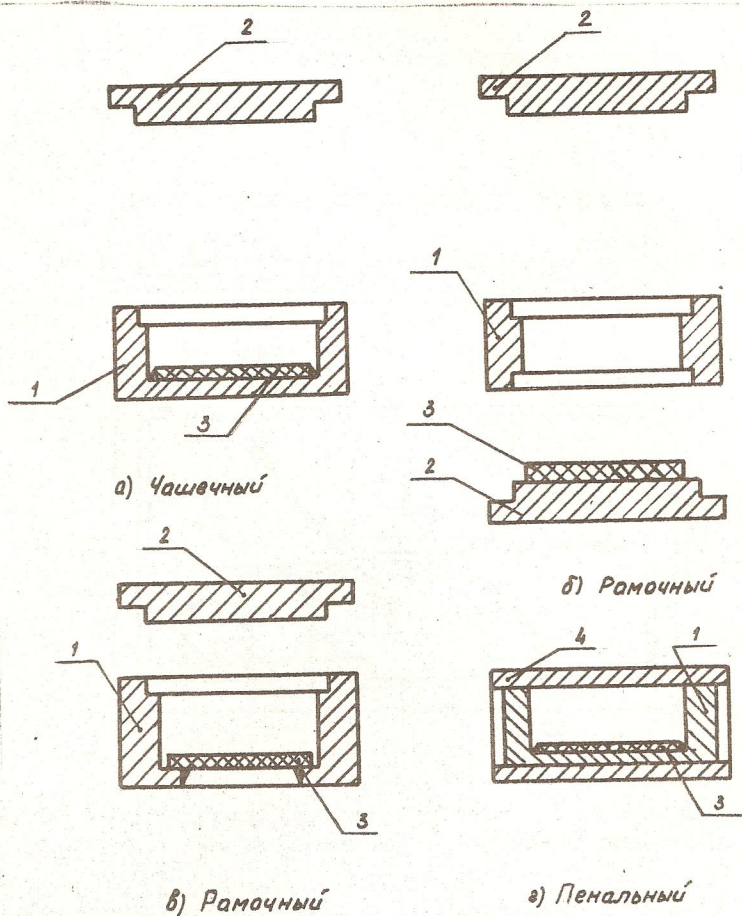


Рис. 9

Основные типы корпусов представлены на рис. 9 (1 - основание, 2 - крышка, 3 - плата, 4 - трубка).

Пример конструкции ГИС СВЧ в герметизированном корпусе коробчатого (чашечного) типа приведен на рис. 10 (1 - корпус, 2 - коаксиально-полосковый соединитель, 3 - ленточная перемычка, 4 - микрополосковая плата, 5 - крышка, 6 - пленочный элемент (резистор), 7, 8 - навесные элементы (диод, конденсатор)).

В некоторых случаях целесообразно в одном корпусе разместить несколько микрополосковых плат, образуя тем самым микросборку СВЧ

Связь между платами внутри корпуса осуществляется с помощью ленточных перемычек.

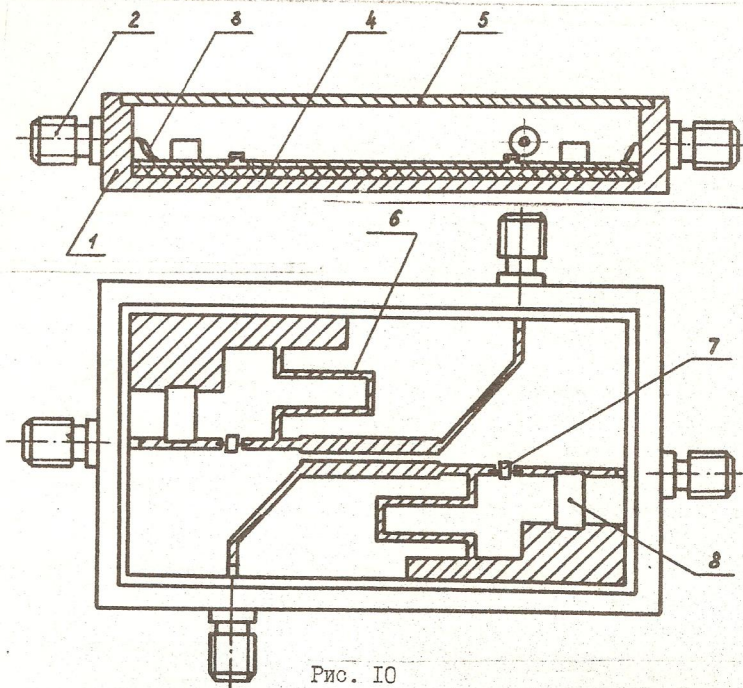


Рис. 10

Практические рекомендации к конструированию корпусов ГИС СВЧ и использованию переходов и соединителей см. в [2] и ОСТ4ГО.ОГО.203.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бушминский И.П., Морозов Г.В. Технология гибридных интегральных схем СВЧ. - М.: Высш. школа, 1980. - 285 с.
2. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств /Под ред. В.И. Вольмана. - М.: Радио и связь, 1982. - 328 с.
3. Вамберский М.В., Усачов В.П., Шелухин С.А. Невзаимные двухканальные делители и сумматоры мощности СВЧ. - Радиоэлектроника. 1984, т.27, № 10, с.16-22.

Принцип действия
См. рис. 10

Приложение

ПОДПРОГРАММА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАСЧЕТА 3-ПАРАМЕТРОВ ПРОИЗВОЛЬНОГО СОЕДИНЕНИЯ N-ПОЛИМЕРИКОВ СВЧ С ДАННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

```

SUBROUTINE L000(ES,ET,NS,NB,EB,EB1,EP,EP1,OTR)
COMPLEX ES,ET,DOP,S1,S2,S3,S4,OTR,U1,U2
DIMENSION EC(NS,NS),ET(NS,2),EP(NS,NS),EP1(NS,NS),EB(NB,NB)
*EB1(NB,NB)
DO 3 I=1,NS
DO 3 J=1,NS
EP(I,J)=REAL(ES(I,J))
EP1(I,J)=AIMAG(ES(I,J))
3 CONTINUE
CALL CDDMG(EP,EP1,NS,X1,X2)
DOP=CMPLX(X1,X2)
PRINT 4,DOP
4 FORMAT(1H,"ОПРЕДЕЛИТЕЛЬ=",ZE12.2)
M=NS-1
CALL SS(ES,ET,NS,NB,EB,EB1,1,M,DOP,S1)
L=11
PRINT 1,L,S1
CALL SS(ES,ET,NS,NB,EB,EB1,2,M,DOP,S2)
L=12
PRINT 1,L,S2
CALL SS(ES,ET,NS,NB,EB,EB1,3,NS,DOP,S3)
L=21
PRINT 1,L,S3
CALL SS(ES,ET,NS,NB,EB,EB1,4,NS,DOP,S4)
L=22
PRINT 1,L,S4
1 FORMAT(1H,"ПАРАМЕТР СОЕДИНЕНИЯ S(",12,")",ZE13.2)
OT=S1+(S2*S3*OTR)/((1.+0.*S4*OTR)
A1=CABS(OTR)
A2=CABS(S3)
A3=(1.+0.*S4*OTR)
A4=CABS(A3)
G=(1.-A1**2)*A2**2/A4**2
PRINT 2,OT,G
2 FORMAT(1H,"КОЭФФИЦИЕНТ ОТРАЖЕНИЯ=",ZE12.2,/, "КОЭФФИЦИЕНТ
*УСИЛЕНИЯ=",E12.2)
RETURN
END

SUBROUTINE SS(E,EC,NC,HC1,FB,FB1,NA,NO,DE,SE)
COMPLEX E,EC,SE,DE,S,D1,DET
DIMENSION E(NC,NC),EC(NC,2),FB(HC1,HC1),FB1(HC1,HC1)
IF (NA.EQ.1.OR.NA.EQ.3) GO TO 10

L1=2
GO TO 11
10 L1=1
11 CONTINUE
S=(0.,0.)
DO 3 L=1,NC
M=N
DO 2 I=1,NC
IF (I.EQ.L) GO TO 2
M=M-I
K=0
DO 1 O=1,NC
IF (J.EQ.NO) GO TO 1
K=K+1
FB(M,K)=REAL(E(I,J))
FB1(M,K)=AIMAG(E(I,J))
1 CONTINUE
2 CONTINUE

CALL CDDMG(FB,FB1,HC1,V1,V2)
DET=CMPLX(V1,V2)
DEF=CABS(DET)
D1=EC(L,L1)
L2=-1
L3=L+NO
G=MOD(L3,2)
IF (G.EQ.0.) L2=1
3 S=S+EC(L,L1)*L2*DEF
U1=AIMAG(S)
U2=REAL(S)

U=CABS(DE)
U3=U1/U
U4=U2/U
SE=CMPLX(U4,U3)
RETURN
END

```